



#3
135
2631 01-04-02

PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

Masayuki KIMATA

Appln. No.: 09/987,555

Group Art Unit: 2631

Confirmation No.: 7542

Examiner: Unassigned

Filed: November 15, 2001

For: ADAPTIVE ARRAY ANTENNA RECEIVING APPARATUS

RECEIVED
DEC 28 2001
Technology Center 2600

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Submitted herewith is a certified copy of the priority document on which a claim to priority was made under 35 U.S.C. § 119. The Examiner is respectfully requested to acknowledge receipt of said priority document.

Respectfully submitted,

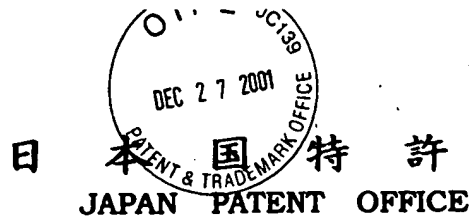
SUGHRUE MION, PLLC
2100 Pennsylvania Avenue, N.W.
Washington, D.C. 20037-3213
Telephone: (202) 293-7060
Facsimile: (202) 293-7860



J. Frank Osha
Registration No. 24,625

Enclosures: Japan 2000-347388

Date: December 27, 2001



M. Kimata
09/987,555
Filed 11/15/01
Q67299

10f1

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日
Date of Application:

2000年11月15日

出願番号
Application Number:

特願2000-347388

出願人
Applicant(s):

日本電気株式会社

RECEIVED

DEC 28 2001

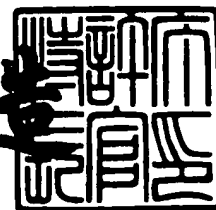
Technology Center 2600

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 9月20日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3086608

【書類名】 特許願

【整理番号】 49230066

【提出日】 平成12年11月15日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/08

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

 【氏名】 木全 昌幸

【特許出願人】

 【識別番号】 000004237

 【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100088812

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 ▲柳▼川 信

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 030982

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9001833

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 適応アレーアンテナ受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置であって、

これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散手段と、

これ等逆拡散手段からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算手段と、

これ等重み係数乗算手段からの各出力を加算してレイク合成する合成手段と、

この合成後の出力と参照信号との共通誤差信号を生成する誤差信号生成手段と

この共通誤差信号と前記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記共通誤差信号の 2 乗平均が最小となるように前記重み係数を制御する制御手段と、
を含むことを特徴とする適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項 2】 前記制御手段は、前記フィンガー毎に、前記重み係数を制御するための適応更新アルゴリズムとして、R L S (Recursive Least Square) アルゴリズムを使用したことを特徴とする請求項 1 記載の適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項 3】 前記参照信号は、前記受信信号が既知のパイロット信号の場合にこのパイロット信号と同値の信号であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項 4】 前記レイク合成手段の出力のデータ判定をなす判定手段と、この判定手段の判定出力と前記参照信号とを選択的に切替えるスイッチ手段とを更に含み、前記受信信号が前記パイロット信号の場合には、前記参照信号を選択し、前記受信信号が前記パイロット信号以外のデータ信号の場合には、前記判定出力を選択して前記誤差信号生成手段へ入力するよう前記スイッチ手段を制御す

ることを特徴とする請求項3記載の適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項5】 CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置であって、

これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散手段と、

これ等逆拡散手段からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算手段と、

これ等重み係数乗算手段からの各出力を加算してレイク合成する合成手段と、

参照信号と前記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記重み係数を制御する制御手段と、

を含むことを特徴とする適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項6】 前記制御手段は、前記フィンガー毎に、前記重み係数を制御するための適応更新アルゴリズムとして、SMI (Sample Matrix Inversion) アルゴリズムを使用したことを特徴とする請求項5記載の適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項7】 前記アンテナ素子がN個 (Nは2以上の整数) である場合に、前記制御手段は、前記フィンガー毎に、N次の相関行列を使用して前記重み係数制御をなすことを特徴とする請求項1～6いずれか記載の適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項8】 前記フィンガーは前記受信信号のマルチパス対応に設けられており、前記マルチパスにそれぞれ対応した遅延時間だけ前記受信信号を遅延せしめて、対応する前記逆拡散手段へそれぞれ入力する遅延手段を、更に含むことを特徴とする請求項1～7いずれか記載の適応アレーアンテナ受信装置。

【請求項9】 CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置における受信方法であって、

これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散ステップと、

これ等逆拡散ステップからそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算ステップと、

これ等重み係数乗算ステップからの各出力を加算してレイク合成する合成ステップと、

この合成後の出力と参照信号との共通誤差信号を生成する誤差信号生成ステップと、

この共通誤差信号と前記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記共通誤差信号の2乗平均が最小となるように前記重み係数を制御する制御ステップと、を含むことを特徴とする受信方法。

【請求項10】 前記制御ステップは、前記フィンガー毎に、前記重み係数を制御するための適応更新アルゴリズムとして、RLS (Recursive Least Square) アルゴリズムを使用したことを特徴とする請求項9記載の受信方法。

【請求項11】 前記参照信号は、前記受信信号が既知のパイロット信号の場合にこのパイロット信号と同値の信号であることを特徴とする請求項9または10記載の受信方法。

【請求項12】 前記レイク合成ステップの出力のデータ判定をなす判定ステップと、

前記受信信号が前記パイロット信号の場合には前記参照信号を選択し、前記受信信号が前記パイロット信号以外のデータ信号の場合には前記判定出力を選択して、前記誤差信号生成ステップへ供給するステップとを、更に含むことを特徴とする請求項11記載の受信方法。

【請求項13】 CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置における受信方法であって、

これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散ステップと、

これ等逆拡散ステップからそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算ステップと、

これ等重み係数乗算ステップからの各出力を加算してレイク合成する合成ステ

ップと、

参照信号と前記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記重み係数を制御する制御ステップと、

を含むことを特徴とする受信方法。

【請求項 1 4】 前記制御ステップは、前記フィンガー毎に、前記重み係数を制御するための適応更新アルゴリズムとして、SMI (Sample Matrix Inversion) アルゴリズムを使用したことを特徴とする請求項 1 3 記載の受信方法。

【請求項 1 5】 前記アンテナ素子が N 個 (N は 2 以上の整数) である場合に、前記制御ステップは、前記フィンガー毎に、N 次の相関行列を使用して前記重み係数制御をなすことを特徴とする請求項 9 ～ 1 4 いずれか記載の受信方法。

【請求項 1 6】 前記フィンガーは前記受信信号のマルチパス対応に設けられており、前記マルチパスにそれぞれ対応した遅延時間だけ前記受信信号を遅延せしめて、次の前記逆拡散ステップへそれぞれ供給する遅延ステップを、更に含むことを特徴とする請求項 9 ～ 1 5 いずれか記載の受信方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は適応アレーアンテナ受信装置及びその方法に関し、特に CDMA 方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信方式に関するものである。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

CDMA (Code Division Multiple Access) 方式は、加入者容量を大幅に増大させることができる無線伝送方式として注目されている。従来、CDMA 方式で 사용되는 CDMA 適応アレーアンテナ受信装置は、例えば、王、河野、今井による「スペクトル拡散多元接続のための拡散処理利得を用いた TDL アダプティブアレーアンテナ」(電子情報通信学会論文誌 Vol. J75-B II, No. 11, pp. 815-825, 1992) および田中、三木、佐和橋による「DS-CDMA における判定帰還型コヒーレント適応ダイバーシチの特性」(

電子情報通信学会、無線通信システム研究会技術報告書 RCS96-102, 1996年11月)に記載されているように、アンテナ重み制御の際、逆拡散後に抽出した重み制御誤差信号を用いることで、適応制御において受信SIR (Signal to Interference Ratio: 希望波信号電力対干渉波信号電力比) を最大にするアンテナ指向性パターンを形成し、干渉除去に用いられている。

【0003】

図5は共通誤差信号を用いた場合の従来のCDMA適応アレーアンテナ受信装置の一例を示す構成図である。受信アンテナの数を N (N は2以上の整数)、マルチパスの数を L (L は1以上の整数)とし、第 k ユーザ (k は1以上の整数)に対するCDMA適応アレーアンテナ受信装置について説明する。

【0004】

従来、この種のCDMA適応アレーアンテナ受信装置は、図5に示されるように、第 k ユーザに対して、 N 個の受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ 、第1パスを除くパス数($L-1$)のマルチパスに対応した($L-1$)個の遅延器 $2-2 \sim 2-L$ 、パス数 L のマルチパスに対応した($N \times L$)個の逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-L-N$ 、同じく L 個のアンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ 、これ等 L 個のアンテナ重み付け合成回路に共通のMMSE制御回路5および参照信号生成回路7、並びに加算器6および減算器8により構成されている。

【0005】

N 個の受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ は、それぞれの受信信号が相関を有するように近接して配置されている。遅延器 $2-2 \sim 2-L$ は N 個の受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ で受信した信号をそれぞれのマルチパスに対応して遅延させる。マルチパスの遅延時間によって第1パスから第 L パスまでに区別され、遅延器 $2-2 \sim 2-L$ と逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-1-N$ に入力される。遅延器 $2-2 \sim 2-L$ は第1パスのタイミングに合わせるように入力信号を遅延させるため、遅延器 $2-1$ の遅延量は0であるので図5では省略している。

【0006】

従って、第1パス用の逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-1-N$ では、受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ から受信した信号が入力され、第1パス($1=2 \sim L$)用の逆拡

散回路 $3-2-1 \sim 3-L-N$ では、遅延器 $2-2 \sim 2-L$ の出力が入力される。受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ および遅延器 $2-2 \sim 2-L$ から出力された受信信号は逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-L-N$ により逆拡散された後、アンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ と MMS E 制御回路 5 に送られる。アンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ の出力は加算器 6 により加算されて、減算器 8 に入力される。

【 0 0 0 7 】

図 2 はアンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ の構成を示すブロック図である。アンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ はそれぞれ同一構成のため、以下は、アンテナ重み付け合成回路 $4-1$ を例にとり説明する。アンテナ重み付け合成回路 $4-1$ は、図 2 に示されるように、乗算器 $9-1 \sim 9-N$ および加算器 10 で構成されている。

【 0 0 0 8 】

アンテナ重み付け合成回路 $4-1$ では、逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-1-N$ により逆拡散された受信信号は、乗算器 $9-1 \sim 9-N$ により MMS E 制御回路 5 で生成したアンテナ重みを掛け、加算器 10 により加算されて重み付け合成され、図 5 の加算器 6 に送られる。アンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ は、各アンテナの受信信号の振幅、位相を制御することでアレーアンテナの指向性を形成し、希望信号に利得を有し、干渉を抑圧して受信する。

【 0 0 0 9 】

加算器 6 によりアンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ の出力を加算することにより、レイク合成が行われる。減算器 8 は参照信号生成回路 7 の出力から加算器 6 の出力を減算して共通誤差信号を計算し、この共通誤差信号を MMS E (Minimum Mean Square Error : 最小平均 2 乗誤差) 制御回路 5 へ出力する。MMS E 制御回路 5 は、減算器 8 から得られる共通誤差信号と、逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-L-N$ により出力されたアンテナ受信信号を用いて共通誤差信号の 2 乗平均が最小となるようにアンテナ重みを制御する。

【 0 0 1 0 】

ここで、適応更新アルゴリズムは瞬時のチャネル変動もアンテナ重みで追従さ

せるため、なるべく高速なアルゴリズム、例えばRLS (Recursive Least Square) アルゴリズムを用いることができる。

【0011】

第kユーザに対する1 ($l = 1 \sim L$) 番目のマルチパス伝搬路を通して受信されたmシンボル目の (シンボル周期をTとすると時刻mT) 信号の処理動作について説明すると、n ($n = 1 \sim N$) 番目の受信アンテナで受信された逆拡散信号 $y_{k,l,n}(m)$ は、アンテナ重み付け合成回路4-1~4-L内の乗算器9-1~9-NによりMMSE制御回路5で生成されたアンテナ重みを掛け、加算器10により重み付け合成される。

【0012】

n番目の受信アンテナのアンテナ重みを $w_{k,l,n}(m)$ とすると、k番目のユーザに対する1番目のパスのアンテナ合成出力 $z_{k,l}(m)$ は、

【数1】

$$z_{k,l}(m) = \sum_{n=1}^N y_{k,l,n}(m) w_{k,l,n}^*(m) \text{ ----- (1)}$$

と表される。ここで、*は複素共役を表している。

【0013】

図5の加算器6によりアンテナ重み付け合成回路4-1~4-Lの出力を加算することにより、レイク (RAKE) 合成が行われる。k番目のユーザに対するレイク合成出力 $z_k(m)$ は、

【数2】

$$z_k(m) = \sum_{l=1}^L z_{k,l}(m) \text{ ----- (2)}$$

と表され、減算器8に入力される。

【0014】

MMSE制御回路5で使用されるRLSアルゴリズムは現時点までの全ての入

力サンプルを用いて、指数重み付け誤差の2乗和を直接最小化するようにアンテナ重みを制御し、

【数3】

$$\hat{Q}(m) = \sum_{i=1}^m \alpha^{m-i} |e_k(m)|^2 \quad \text{----- (3)}$$

と表される。ここで、 α は $0 < \alpha \leq 1$ の重み付け定数であり、 $e_k(m)$ は減算器8により参照信号生成回路7の出力から加算器6のレイク合成出力を減算して得られる共通誤差信号をそれぞれ表している。

【0015】

減算器8により参照信号生成回路7の出力から加算器6のレイク合成出力を減算して共通誤差信号を計算し、この共通誤差信号をMMSE制御回路5へ出力する。共通誤差信号 $e_k(m)$ は、

【数4】

$$e_k(m) = \hat{Z}_k(m) - Z_k(m) \quad \text{----- (4)}$$

($\hat{Z}_k(m)$ はk番目のユーザーに対する参照信号とする)

のように表される。

【0016】

RLSアルゴリズムにおいては、式(3)に基づいて指数重み付けの時間平均により、相関行列 R_{xxk} を、

$$R_{xxk}(0) = \delta U \quad (m=0) \quad \text{----- (5)}$$

$$R_{xxk}(m) = \alpha R_{xxk}(m-1) + X_k(m) X_k^H(m) \quad (m=1, 2, 3, \dots) \quad \text{----- (6)}$$

と計算する。ただし、 δ は正定数、 H は複素共役転置、 U は単位行列をそれぞれ表している。また、 $X_k(m)$ は逆拡散回路3-1-1~3-L-Nにより出力された逆拡散信号の逆拡散信号ベクトルを表しており、次式のように定義される。

【0017】

$$X_k(m) = [y_{k,1,1}(m), y_{k,1,2}(m), \dots, y_{k,1,n}(m), \\ y_{k,2,1}(m), y_{k,2,2}(m), \dots, y_{k,2,n}(m), \\ \dots\dots\dots \\ y_{k,L,1}(m), y_{k,L,2}(m), \dots, y_{k,L,n}(m)]^T \quad \dots\dots (7)$$

ここで、Tは転置を表している。

【0018】

MMS E制御回路5で使用する適応更新アルゴリズムは、減算器8から得られる共通誤差信号 $e_k(m)$ と、逆拡散回路3-1-1~3-L-Nにより出力されたアンテナ受信信号とを用いて、アンテナ重みを更新する。この処理において、アンテナ重みは共通誤差信号 $e_k(m)$ が最小となるようにMMS E基準により適応的に制御され、アンテナ重みの更新式は、

$$W_k(m) = W_k(m-1) + \gamma_k R_{xxk}^{-1}(m-1) X_k(m) e_k^*(m) \quad \dots\dots (8)$$

【数5】

$$\gamma_k = \frac{1}{\alpha + X_k^H(m) R_{xxk}^{-1}(m-1) X_k(m)} \quad \dots\dots\dots (9)$$

と表される。

【0019】

ここで、 $W_k(m)$ はMMS E制御回路5で生成されるアンテナ重みのアンテナ重みベクトルを表しており、

$$W_k(m) = [w_{k,1,1}(m), w_{k,1,2}(m), \dots, w_{k,1,n}(m), \\ w_{k,2,1}(m), w_{k,2,2}(m), \dots, w_{k,2,n}(m), \\ \dots\dots\dots \\ w_{k,L,1}(m), w_{k,L,2}(m), \dots, w_{k,L,n}(m)]^T$$

..... (10)

のように定義される。

【0020】

式(8)、式(9)は相関行列 R_{xxk} の逆行列を計算しなければならないので、行列公式を用いて逆行列化すると、 R_{xxk}^{-1} は、

$$R_{xxk}^{-1}(0) = \delta^{-1}U \quad (m=0) \quad \text{..... (11)}$$

【数6】

$$R_{xxk}^{-1}(m) = \frac{1}{\alpha} R_{xxk}^{-1}(m-1) - \frac{R_{xxk}^{-1}(m-1) X_k(m) X_k^H(m) R_{xxk}^{-1}(m-1)}{\alpha^2 + \alpha X_k^H(m) R_{xxk}^{-1}(m-1) X_k(m)} \\ (m=1, 2, 3, \dots) \quad \text{----- (12)}$$

と表される。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、この従来技術は次のような問題点がある。第1の問題点は、MMSE制御回路5で使用される適応更新アルゴリズムの演算量が大規模になることである。演算量が大規模なためDSP (Digital Signal Processor) に処理負荷がかかる。その理由は、共通誤差信号を用いているため、共通誤差信号の2乗平均が最小となるようにアンテナ重みを制御する適応更新アルゴリズムは $(N \times L)$ 次の相関行列 R_{xxk} を計算しなければならないからである。

【0022】

本発明の目的は、アンテナ重み係数を算出するための適応更新アルゴリズムの演算量の大幅な削減を図って、DSPの処理負荷を軽くしたCDMA適応アレーアンテナ受信装置及びその方法を提供することである。

【0023】

【課題を解決するための手段】

本発明によれば、CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置であっ

て、これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散手段と、これ等逆拡散手段からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算手段と、これ等重み係数乗算手段からの各出力を加算してレイク合成する合成手段と、この合成後の出力と参照信号との共通誤差信号を生成する誤差信号生成手段と、この共通誤差信号と前記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記共通誤差信号の2乗平均が最小となるように前記重み係数を制御する制御手段とを含むことを特徴とする適応アレーアンテナ受信装置が得られる。

【0024】

そして、前記制御手段は、前記フィンガー毎に、前記重み係数を制御するための適応更新アルゴリズムとして、RLS (Recursive Least Square) アルゴリズムを使用したことを特徴とし、前記参照信号は、前記受信信号が既知のパイロット信号の場合にこのパイロット信号と同値の信号であることを特徴とする。

【0025】

また、前記レイク合成手段の出力のデータ判定をなす判定手段と、この判定手段の判定出力と前記参照信号とを選択的に切替えるスイッチ手段とを更に含み、前記受信信号が前記パイロット信号の場合には、前記参照信号を選択し、前記受信信号が前記パイロット信号以外のデータ信号の場合には、前記判定出力を選択して前記誤差信号生成手段へ入力するよう前記スイッチ手段を制御することを特徴とする。

【0026】

本発明によれば、CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置であって、これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散手段と、これ等逆拡散手段からそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算手段と、これ等重み係数乗算手段からの各出力を加算してレイク合成する合成手段と、参照信号と前記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記重み係数を制御する制御手段とを含むことを特徴とする適応アレーアンテナ受信装置が得られる。

【0027】

そして、前記制御手段は、前記フィンガー毎に、前記重み係数を制御するための適応更新アルゴリズムとして、SMI (Sample Matrix Inversion) アルゴリズムを使用したことを特徴とする。

【0028】

また、前記アンテナ素子がN個 (Nは2以上の整数) である場合に、前記制御手段は、前記フィンガー毎に、N次の相関行列を使用して前記重み係数制御をなすことを特徴とし、前記フィンガーは前記受信信号のマルチパス対応に設けられており、前記マルチパスにそれぞれ対応した遅延時間だけ前記受信信号を遅延せしめて、対応する前記逆拡散手段へそれぞれ入力する遅延手段を、更に含むことを特徴とする。

【0029】

本発明によれば、CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置における受信方法であって、これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散ステップと、これ等逆拡散ステップからそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算ステップと、これ等重み係数乗算ステップからの各出力を加算してレイク合成する合成ステップと、この合成後の出力と参照信号との共通誤差信号を生成する誤差信号生成ステップと、この共通誤差信号と前記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記共通誤差信号の2乗平均が最小となるように前記重み係数を制御する制御ステップとを含むことを特徴とする受信方法が得られる。

【0030】

本発明によれば、CDMA方式の送信信号を、適応アレーアンテナを構成する複数のアンテナ素子から受信するようにした適応アレーアンテナ受信装置における受信方法であって、これ等アンテナ素子からの受信信号を各フィンガー毎に逆拡散処理する逆拡散ステップと、これ等逆拡散ステップからそれぞれ出力される逆拡散信号に重み係数を乗算する重み係数乗算ステップと、これ等重み係数乗算ステップからの各出力を加算してレイク合成する合成ステップと、参照信号と前

記逆拡散信号とを用いて各フィンガー毎に、前記重み係数を制御する制御ステップとを含むことを特徴とする受信方法が得られる。

【0031】

本発明の作用を述べる。CDMA通信方式では、各フィンガー間の相関はないので、各フィンガーでそれぞれ独立してN次の相関行列を用いてアンテナ重み係数を計算する適応更新アルゴリズムと、 $(N \times L)$ 次の相関行列を計算する適応更新アルゴリズムとは等価であり、よって、各フィンガーで独立に、レイク合成後の共通誤差信号の2乗平均が最小となるように、適応更新アルゴリズムを用いてアンテナ重み係数を制御する構成とする。これにより、全てのMMSE制御回路で使用される適応更新アルゴリズムの演算量を $(NL)^2$ から $N^2 L$ に比例するように大幅に削減可能となつて、DSPの処理負荷を軽減できる。

【0032】

【発明の実施の形態】

以下に図面を参照しつつ本発明の実施例につき詳細に説明する。図1は本発明の一実施例の構成を示す図であり、図5と同等部分は同一符号にて示している。図1において、N個の受信アンテナ1-1～1-Nにより受信された信号は遅延時間の違いによって第1パスから第Lパスまでに区別され、遅延器2-2～2-Lと逆拡散回路3-1-1～3-1-Nに入力される。受信アンテナ1-1～1-Nおよび遅延器2-2～2-Lから出力された受信信号は逆拡散回路3-1-1～3-L-Nにより逆拡散された後、アンテナ重み付け合成回路4-1～4-LとMMSE制御回路5-1～5-Lに送られる。

【0033】

アンテナ重み付け合成回路4-1～4-Lの出力は加算器6により加算されて、減算器8に入力される。L個のそれぞれのアンテナ重み付け合成回路4-1～4-Lでは、図2に示すように逆拡散回路3-1-1～3-L-Nにより逆拡散された受信信号は、乗算器9-1～9-NによりL個のそれぞれのMMSE制御回路5-1～5-Lで生成したアンテナ重みを掛け、加算器10により加算されて重み付け合成され、図1の加算器6に送られる。

【0034】

加算器 6 によりアンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ の出力を加算することにより、レイク合成が行われる。減算器 8 は参照信号生成回路 7 の出力から加算器 6 のレイク合成出力を減算して共通誤差信号を計算し、この共通誤差信号を L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 $5-1 \sim 5-L$ へ出力する。 L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 $5-1 \sim 5-L$ は、減算器 8 から得られる共通誤差信号と、逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-L-N$ により出力されたそれぞれのマルチパスに対応したアンテナ受信信号を用いて共通誤差信号の 2 乗平均が最小となるようにアンテナ重みを制御する。

【0035】

ここで、 L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 $5-1 \sim 5-L$ で使用される適応更新アルゴリズムは瞬時のチャネル変動もアンテナ重みで追従させるため、なるべく高速なアルゴリズムである RLS (Recursive Least Square) アルゴリズムが望ましく、各フィンガーで独立に N 次の相関行列を用いてアンテナ重みを制御するアルゴリズムを用いることにより、演算量を大幅に削減でき、DSP の処理負荷を軽減することができる。

【0036】

本発明の実施例の構成について、図 1 および図 2 を参照して、より詳細に説明する。図 1 は共通誤差信号を用いた場合の本発明における CDMA 適応アレーアンテナ受信装置を示す構成図である。受信アンテナの数を N (N は 2 以上の整数)、マルチパスの数を L (L は 1 以上の整数) とし、第 k ユーザ (k は 1 以上の整数) に対する CDMA 適応アレーアンテナ受信装置について説明する。

【0037】

本発明の CDMA 適応アレーアンテナ受信装置は、図 1 に示されるように、第 k ユーザに対して、 N 個の受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ 、第 1 パスを除くパス数 ($L-1$) のマルチパスに対応した ($L-1$) 個の遅延器 $2-2 \sim 2-L$ 、パス数 L のマルチパスに対応した ($N \times L$) 個の逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-L-N$ 、同じく L 個のアンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ 、 L 個の MMSE 制御回路 $5-1 \sim 5-L$ および参照信号生成回路 7、並びに加算器 6 および減算器 8 で構成されている。 N 個のそれぞれの受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ は、希望波信

号および複数の干渉信号が多重化されている信号を受信し、それぞれの受信信号が相関を有するように近接して配置されている。遅延器 $2-2 \sim 2-L$ は N 個の受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ で受信した信号を L 個のそれぞれのマルチパスに対応して遅延させる。マルチパスの遅延時間の違いによって第 1 パスから第 L パスまでに分離され、遅延器 $2-2 \sim 2-L$ と逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-1-N$ に入力される。

【 0 0 3 8 】

遅延器 $2-2 \sim 2-L$ は第 1 パスのタイミングに合わせるように入力信号を遅延させるため、遅延器 $2-1$ の遅延量は 0 であるので図 1 では省略している。従って、第 1 パス用の逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-1-N$ では、受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ から受信した信号が入力され、第 1 パス ($1=2 \sim L$) 用の逆拡散回路 $3-2-1 \sim 3-L-N$ では、遅延器 $2-2 \sim 2-L$ の出力が入力される。あるマルチパスにおけるタイミングは、すべての受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ で共通に使用する。これは N 個のそれぞれの受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ は受信信号の相関が有するように近接して配置されているので、 N 個のそれぞれの受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ の遅延プロファイルはすべて同じとみなすことができるからである。

【 0 0 3 9 】

受信アンテナ $1-1 \sim 1-N$ および遅延器 $2-2 \sim 2-L$ から出力された受信信号は逆拡散回路 $3-1-1 \sim 3-L-N$ により逆拡散された後、アンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ と MMSE 制御回路 $5-1 \sim 5-L$ に送られる。アンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ の出力は加算器 6 により加算されて、減算器 8 に入力される。

【 0 0 4 0 】

図 2 は本発明の実施例におけるアンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ の構成を示すブロック図である。アンテナ重み付け合成回路 $4-1 \sim 4-L$ はそれぞれ同一構成のため、以下は、アンテナ重み付け合成回路 $4-1$ を例にとり説明する。

【 0 0 4 1 】

アンテナ重み付け合成回路 4-1 は、図 2 に示されるように、乗算器 9-1 ~ 9-N および加算器 10 で構成されている。アンテナ重み付け合成回路 4-1 では、逆拡散回路 3-1-1 ~ 3-1-N により逆拡散された受信信号は、乗算器 9-1 ~ 9-N により MMSE 制御回路 5-1 で生成したアンテナ重みを掛け、加算器 10 により加算されて重み付け合成され、図 1 の加算器 6 に送られる。

【 0 0 4 2 】

アンテナ重み付け合成回路 4-1 ~ 4-L は、各アンテナの受信信号の振幅、位相を制御することでアレーアンテナの指向性を形成し、希望信号に利得を有し、干渉を抑圧して受信する。加算器 6 によりアンテナ重み付け合成回路 4-1 ~ 4-L の出力を加算することにより、レイク合成が行われる。減算器 8 は参照信号生成回路 7 の出力から加算器 6 のレイク合成出力を減算して共通誤差信号を計算し、この共通誤差信号を L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L へ出力する。L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L は、減算器 8 から得られる共通誤差信号と、逆拡散回路 3-1-1 ~ 3-L-N により出力されたそれぞれのマルチパスに対応したアンテナ受信信号を用いて共通誤差信号の 2 乗平均が最小となるようにアンテナ重みを制御する。

【 0 0 4 3 】

ここで、L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L で使用される適応更新アルゴリズムは瞬時のチャネル変動もアンテナ重みで追従させるため、なるべく高速なアルゴリズムである RLS アルゴリズムが望ましく、各フィンガーで独立に N 次の相関行列を用いてアンテナ重みを制御するアルゴリズムを用いる。

【 0 0 4 4 】

本発明の実施例の動作について、図 1 および図 2 を参照して説明する。ここでは、特に L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L で使用される RLS アルゴリズムについて説明する。第 k ユーザに対する 1 (1 = 1 ~ L) 番目のマルチパス伝搬路を通して受信された m シンボル目の (シンボル周期を T とすると時刻 mT) 信号の処理動作について説明する。

【 0 0 4 5 】

本発明の L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L で使用される RLS

S アルゴリズムは、次式のように相関行列、

$$R_{xxk,l} (0) = \delta U \quad (m=0) \quad \dots\dots (13)$$

$$R_{xxk,l} (m) = \alpha R_{xxk,l} (m-1) + X_{k,l} (m) X_{k,l}^H (m) \quad (m=1, 2, 3, \dots\dots) \quad \dots\dots (14)$$

が計算される。ただし、 δ は正定数、 H は複素共役転置、 U は単位行列、 α は $0 < \alpha \leq 1$ の重み付け定数をそれぞれ表している。

【0046】

重み付け定数 α が大きい場合には、適応の精度および安定性に優れるが適応の収束が遅くなり、一方、重み付け定数 α が小さい場合には、適応の収束は速くなるが適応の精度および安定性が劣化するという特徴を有する。

【0047】

本発明の L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L で使用される RLS アルゴリズムは瞬時のチャネル変動もアンテナ重みで追従させるため、重み付け定数 α はフェージング周波数によって適応的に変化させなければならない。すなわちフェージング周波数が小さい場合には、重み付け定数 α を大きく、フェージング周波数が大きい場合には、重み付け定数 α を小さくしなければならない。

【0048】

また、 $X_{k,l} (m)$ は 1 番目のマルチパスに対応した逆拡散回路 3-1-1 ~ 3-1-N ($1=1 \sim L$) により出力された逆拡散信号の逆拡散信号ベクトルを表しており、

$$X_{k,l} (m) = [y_{k,l,1} (m), y_{k,l,2} (m), \dots\dots, y_{k,l,n} (m)]^T \quad \dots\dots (15)$$

のように定義される。ここで、 T は転置を表している。

【0049】

L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L で使用される RLS アルゴリズムは、減算器 8 により参照信号生成回路 7 の出力から加算器 6 のレイク合成出力を減算して得られる共通誤差信号 $e_k (m)$ と、マルチパスに対応した逆拡散回路 3-1-1 ~ 3-1-N ($1=1 \sim L$) により出力されたそれぞれのアンテナ受信信号を用いて、アンテナ重みを更新する。

【0050】

この処理において、アンテナ重みは共通誤差信号 $e_k(m)$ が最小となるようにMMSE (Minimum Mean Square Error: 最小平均2乗誤差) 基準により適応的に制御され、アンテナ重みの更新式は、

$$W_{k,1}(m) = W_{k,1}(m-1) + \gamma_{k,1} R_{xxk,1}^{-1}(m-1) X_{k,1}(m) e_k^*(m) \quad \dots\dots (16)$$

【数7】

$$\gamma_{k,l} = \frac{1}{\alpha + X_{k,l}^H(m) R_{xxk,l}^{-1}(m-1) X_{k,l}(m)} \quad \dots\dots (17)$$

と表される。

【0051】

ここで、 $W_{k,1}(m)$ は1番目のマルチパスに対応したMMSE制御回路5-1 ($1=1 \sim L$) で生成されるアンテナ重みのアンテナ重みベクトルを表しており、

$$W_{k,1}(m) = [w_{k,1,1}(m), w_{k,1,2}(m), \dots, w_{k,1,n}(m)]^T \quad \dots\dots (18)$$

と表される。

【0052】

式(16)、式(17)は相関行列 $R_{xxk,1}$ の逆行列を計算しなければならないので、この逆行列計算の演算量を軽減するために式(13)、式(14)の両辺を、行列公式を用いて逆行列化すると、 $R_{xxk,1}^{-1}$ は、

$$R_{xxk,1}^{-1}(0) = \delta^{-1} U \quad (m=0) \quad \dots\dots (19)$$

【数 8】

$$R_{xxk,\ell}^{-1}(m) = \frac{1}{\alpha} R_{xxk,\ell}^{-1}(m-1) - \frac{R_{xxk,\ell}^{-1}(m-1) X_{k,\ell}(m) X_{k,\ell}^H(m) R_{xxk,\ell}^{-1}(m-1)}{\alpha^2 + \alpha X_{k,\ell}^H(m) R_{xxk,\ell}^{-1}(m-1) X_{k,\ell}(m)} \quad (m=1, 2, 3, \dots) \quad (20)$$

と表される。

【0053】

式(13)、式(14)の代わりに式(19)、式(20)を用いれば、 $R_{xxk,l}^{-1}$ を膨大な逆行列演算によって求める必要がなくアンテナ重みの計算に費やされる演算量を軽減することができる。

【0054】

CDMA方式では、拡散符号によりマルチパス信号は分離され、各フィンガー間の相関はなくなるので、各フィンガーで独立にN次の相関行列を用いてアンテナ重みを計算するRLSアルゴリズムと、 $(N \times L)$ 次の相関行列を計算するRLSアルゴリズムとは等価となる。以下に、本発明のCDMA適応アレーアンテナ受信装置におけるL個のそれぞれのMMSE制御回路5-1～5-Lで使用されるRLSアルゴリズムと、従来のCDMA適応アレーアンテナ受信装置における1つのMMSE制御回路5で使用されるRLSアルゴリズムとが等価であることを証明する。

【0055】

ここで、説明を簡単にするためにマルチパスの数を2、すなわち2フィンガーの場合を考える。従来のCDMA適応アレーアンテナ受信装置においてすべてのフィンガーに対して共通誤差信号を用いた場合の相関行列 R_{xx} を分割行列で表すと、

【数 9】

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad (21)$$

のようになる。

【0056】

ここで、 R_{11} はフィンガー1の自己相関行列、 R_{22} はフィンガー2の自己相関行列、 R_{12} はフィンガー1とフィンガー2の相互相関行列、 R_{21} はフィンガー2とフィンガー1の相互相関行列をそれぞれ表している。

【0057】

CDMA方式では、逆拡散動作で分離された各パスは無相関であるので、各フィンガー間の相関 $R_{12}=R_{21}=0$ とすることができる。従って、相関行列 R_{xx} は

【数10】

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{22} \end{bmatrix} \quad \text{----- (22)}$$

のように表される。そして、対角成分のみを有した相関行列 R_{xx} の逆行列 R_{xx}^{-1} は、

【数11】

$$R_{xx}^{-1} = \begin{bmatrix} R_{11}^{-1} & 0 \\ 0 & R_{22}^{-1} \end{bmatrix} \quad \text{----- (23)}$$

のように表される。

【0058】

従来のCDMA適応アレーアンテナ受信装置において、1つのMMSE制御回路5ですべてのフィンガーに対して共通誤差信号を用いた場合のRLSアルゴリズムは、次式のように表される。

【0059】

$$W(m) = W(m-1) + \gamma R_{xx}^{-1}(m-1) X(m) e^* \quad (m) \cdots (24)$$

$$W(m) = [W_1(m), W_2(m)]^T \quad \cdots (25)$$

$$X(m) = [X_1(m), X_2(m)]^T \quad \cdots (26)$$

ここで、 $W(m)$ は m シンボル目のフィンガー1とフィンガー2のウェイトベク

トル、 $W_1(m)$ は m シンボル目のフィンガー 1 のウエイトベクトル、 $W_2(m)$ は m シンボル目のフィンガー 2 のウエイトベクトル、 $X(m)$ は m シンボル目のフィンガー 1 とフィンガー 2 の逆拡散信号ベクトル、 $X_1(m)$ は m シンボル目のフィンガー 1 の逆拡散信号ベクトル、 $X_2(m)$ は m シンボル目のフィンガー 2 の逆拡散信号ベクトルを表し、 $e(m)$ は共通誤差信号をそれぞれ表している。

【0 0 6 0】

上式を分割行列で表すと、

【数 1 2】

$$\begin{bmatrix} W_1(m) \\ W_2(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1(m-1) \\ W_2(m-1) \end{bmatrix} + \gamma \begin{bmatrix} R_{11}^{-1}(m-1) & 0 \\ 0 & R_{22}^{-1}(m-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(m) \\ X_2(m) \end{bmatrix} e_{(m)}^*$$

$$\begin{bmatrix} W_1(m) \\ W_2(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1(m-1) \\ W_2(m-1) \end{bmatrix} + \gamma \begin{bmatrix} R_{11}^{-1}(m-1) X_1(m) \\ R_{22}^{-1}(m-1) X_2(m) \end{bmatrix} e_{(m)}^*$$

----- (27)

となる。この式は、各フィンガー間の相関がなければ、 $(N \times L)$ 次の相関行列から計算した RLS アルゴリズムと各フィンガーで独立に N 次の相関行列から計算した RLS アルゴリズムは等価であることを示している。

【0 0 6 1】

次に、本発明の CDMA 適応アレーアンテナ受信装置における L 個のそれぞれの MMSE 制御回路 5-1 ~ 5-L で得られる最適ウエイトと従来の CDMA 適応アレーアンテナ受信装置における 1 つの MMSE 制御回路 5 で得られる最適ウエイトは等価であることを証明する。

【0 0 6 2】

最適ウエイトは $W = R_{xx}^{-1} S$ より、分割行列で表すと、

【数 13】

$$\begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11}^{-1} & 0 \\ 0 & R_{22}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11}^{-1} & S_1 \\ R_{22}^{-1} & S_2 \end{bmatrix} \quad \text{----- (28)}$$

$$W = [W_1, W_2]^T \quad \text{..... (29)}$$

$$S = [S_1, S_2]^T \quad \text{..... (30)}$$

となる。

【0063】

ここで、Wはフィンガー1とフィンガー2のウェイトベクトル、 W_1 はフィンガー1のウェイトベクトル、 W_2 はフィンガー2のウェイトベクトルを表し、Sはフィンガー1とフィンガー2の相関ベクトル、 S_1 はフィンガー1の相関ベクトル、 S_2 はフィンガー2の相関ベクトルをそれぞれ表している。

【0064】

上式は、各フィンガー間の相関がなければ、 $(N \times L)$ 次の相関行列から計算した最適ウェイトと各フィンガーで独立にN次の相関行列から計算した最適ウェイトは等価であることを示している。ここでは説明を簡単にするために2フィンガーの場合を考えたが、任意のフィンガー数に対しても証明が成立することは明らかである。

【0065】

このように、相関行列の各パスの相互相関は無相関になることを利用することにより、一つの $(N \times L)$ 次の相関行列をL個のN次の相関行列に次数を落とすことにより演算量を $(NL)^2$ から $N^2 L$ に比例するように大幅に削減することができ、DSPの処理負荷を軽減することができる。

【0066】

図3は本発明の他の実施例を示す構成図である。図3において図1と同等部分は同一符号にて示している。図3を参照すると、加算器6の出力であるレイク合成出力のシンボルデータの判定をなす判定器11と、この判定出力と参照信号生成回路7の出力との間に設けられたスイッチ12が、図1の構成に追加されている。

【 0 0 6 7 】

判定器 1 1 に加算器 6 のレイク合成出力が入力され、シンボルデータが判定される。これにより参照信号生成回路 7 の出力だけでなく判定器 1 1 の出力も利用して共通誤差信号を計算し、 L 個のそれぞれの M M S E 制御回路 5 - 1 ~ 5 - L で使用される適応更新アルゴリズムのアンテナ重みをより高速に収束させることができる。

【 0 0 6 8 】

すなわち、上記図 1 の実施例では、受信信号のうち、データとしては既知のパイロット信号を受信してこれを各フィンガー毎にレイク合成した信号を、参照信号と比較し、共通誤差信号を生成して、アンテナ重み制御を行うようにしたものであったが、この図 3 の実施例では、このパイロット信号の他にも、パイロット信号以外のデータ信号の受信時にも、同様に適用可能としたものであり、パイロット信号受信時には、参照信号生成回路 7 の出力をスイッチ 1 2 にて選択し、そうでないデータ信号の受信時には、判定器 1 1 の出力を選択して、これを参照信号の代わりとしているのである。

【 0 0 6 9 】

この実施例は、 L 個のそれぞれの M M S E 制御回路 5 - 1 ~ 5 - L で使用される適応更新アルゴリズムのアンテナ重みをより高速に収束させることができるという新たな効果を有する。

【 0 0 7 0 】

L 個のそれぞれの M M S E 制御回路 5 - 1 ~ 5 - L で使用される適応更新アルゴリズムにおいて、瞬時のチャネル変動もアンテナ重みで追従させるため、他の高速なアルゴリズムである S M I (Sample Matrix Inversion) アルゴリズムを適用しても、演算量を大幅に削減でき、D S P の処理負荷を軽減する同様な効果を発揮することができる。図 4 は、 L 個のそれぞれの M M S E 制御回路 5 - 1 ~ 5 - L で使用される適応更新アルゴリズムとして、この S M I アルゴリズムを用いたときの、本発明の更に他の実施例を示す構成図であり、図 1 と同等部分は同一符号にて示している。

【 0 0 7 1 】

参照信号生成回路 7 の出力から加算器 6 のレイク合成出力を減算して共通誤差信号を計算する減算器 8 (図 1 参照) が除かれており、この共通誤差信号の代わりに、参照信号生成回路 7 から出力される信号を L 個のそれぞれの M M S E 制御回路 5 - 1 ~ 5 - L へ入力する。L 個のそれぞれの M M S E 制御回路 5 - 1 ~ 5 - L は、参照信号生成回路 7 から出力される信号と、逆拡散回路 3 - 1 - 1 ~ 3 - L - N により出力されたそれぞれのマルチパスに対応したアンテナ受信信号を用いてアンテナ重みを制御する。

【 0 0 7 2 】

第 k ユーザに対する 1 (1 = 1 ~ L) 番目のマルチパス伝搬路を通して受信された m シンボル目の (シンボル周期を T とすると時刻 m T) 信号の処理動作について説明すると、L 個のそれぞれの M M S E 制御回路 5 - 1 ~ 5 - L で使用される S M I アルゴリズムは、次式のように相関行列 $R_{xxk,1}$ を計算する。

【 0 0 7 3 】

$$\begin{aligned} R_{xxk,1} (1) &= X_{k,1} (1) X_{k,1}^H (1) \quad (m=1) \quad \dots\dots (31) \\ R_{xxk,1} (m) &= \beta R_{xxk,1} (m-1) \\ &\quad + (1-\beta) X_{k,1} (m) X_{k,1}^H (m) \\ &\quad (m=2, 3, \dots\dots) \quad \dots\dots (32) \end{aligned}$$

ここで、 β は $0 < \beta < 1$ の忘却係数であり、R L S アルゴリズムで使用される重み付け定数 α と同様な特徴を有する。

【 0 0 7 4 】

また、相関ベクトル $S_{k,1}$ は、

【数 1 4】

$$S_{k,1} (1) = X_{k,1} (1) \hat{Z}_k^* (1) \quad (m=1) \quad \text{-----} (33)$$

$$\begin{aligned} S_{k,1} (m) &= \beta S_{k,1} (m-1) + (1-\beta) X_{k,1} (m) \hat{Z}_k^* (m) \\ &\quad (m=2, 3, \dots\dots) \quad \text{-----} (34) \end{aligned}$$

(但し、参照信号生成回路 7 の出力を $\hat{Z}_k (m)$ とする)

のように計算される。

【0075】

従って、L個のそれぞれのMMSE制御回路5-1～5-Lで生成されるアンテナ重みは、

$$W_{k,l}^{(m)} = R_{xxk,l}^{-1} S_{k,l}^{(m)} \quad \dots\dots (35)$$

となる。この式(35)は相関行列 $R_{xxk,l}$ の逆行列を計算しなければならないので、この逆行列計算の演算量を軽減するために式(32)の両辺を行列公式を用いて逆行列化すると、 $R_{xxk,l}^{-1}$ は、

【数15】

$$R_{xxk,l}^{-1(m)} = \frac{1}{\beta} R_{xxk,l}^{-1(m-1)} - \frac{(1-\beta) R_{xxk,l}^{-1(m-1)} X_{k,l}^{(m)} X_{k,l}^H(m) R_{xxk,l}^{-1(m-1)}}{\beta^2 + \beta(1-\beta) X_{k,l}^H(m) R_{xxk,l}^{-1(m-1)} X_{k,l}^{(m)}} \quad (m=2,3,\dots\dots) \quad (36)$$

の様に表される。

【0076】

式(32)の代わりに式(36)を用いれば、 $R_{xxk,l}^{-1}$ を膨大な逆行列演算によって求める必要がなくアンテナ重みの計算に費やされる演算量を軽減することができる。

【0077】

L個のそれぞれのMMSE制御回路5-1～5-Lで使用する適応更新アルゴリズムにおいてSMIアルゴリズムを適用しても、相関行列の各パスの相互相関は無相関になるので、一つの $(N \times L)$ 次の相関行列をL個のN次の相関行列に次数を落とすことにより演算量を $(NL)^2$ から $N^2 L$ に比例するように大幅に削減でき、DSPの処理負荷を軽減する同様な効果を発揮することができる。

【0078】

【発明の効果】

本発明によれば、各フィンガーで独立に、レイク合成後の共通誤差信号の2乗

平均が最小となるように、適応更新アルゴリズムを用いてアンテナ重み係数を制御する構成としたので、全てのMMSE制御回路で使用される適応更新アルゴリズムの演算量を $(NL)^2$ から $N^2 L$ に比例するように大幅に削減可能となつて、DSPの処理負荷を軽減できるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施例の構成図である。

【図 2】

図 1 のアンテナ重み付け合成回路の構成を示す図である。

【図 3】

本発明の他の実施例の構成図である。

【図 4】

本発明の更に他の実施例の構成図である。

【図 5】

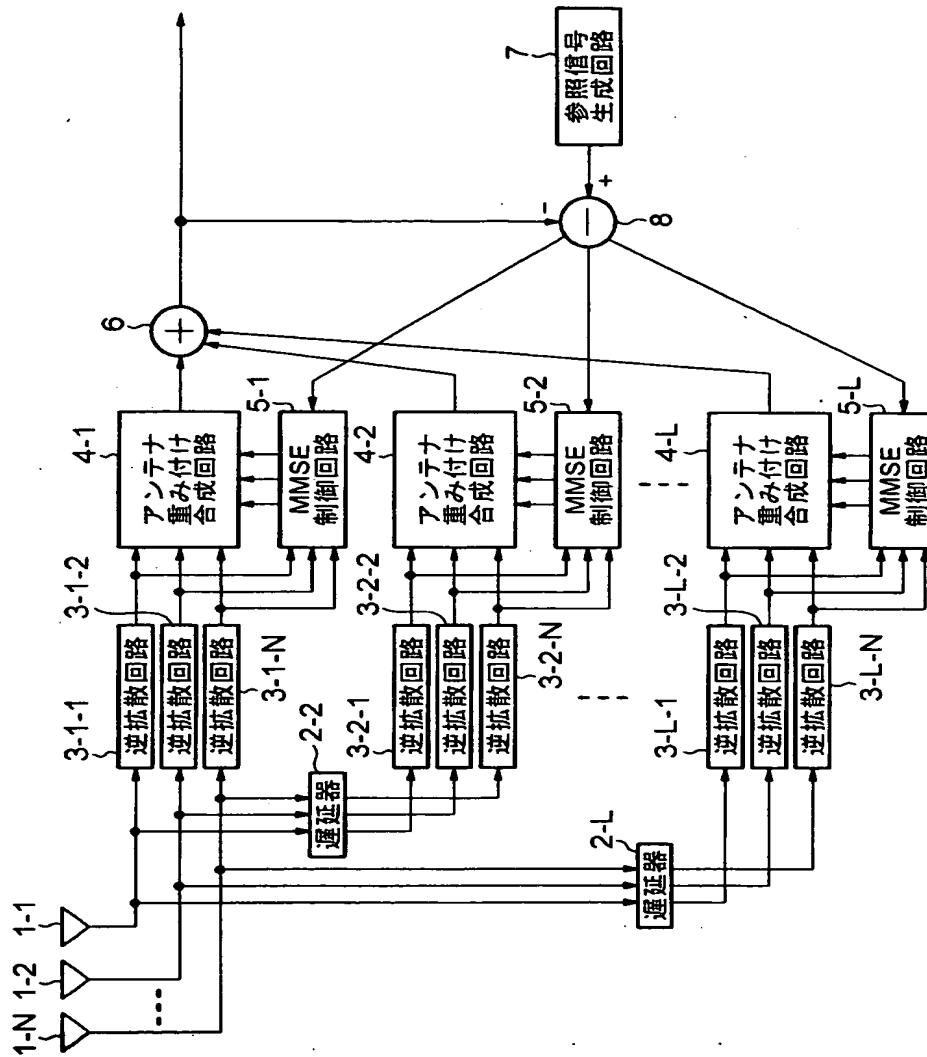
従来技術を説明するための一例の構成図である。

【符号の説明】

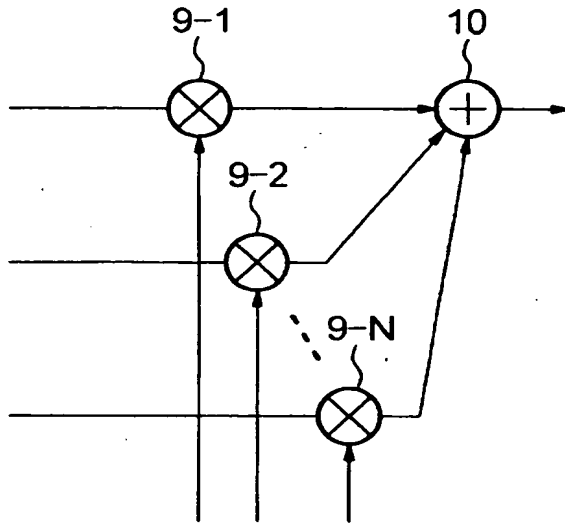
- 1 - 1 ~ 1 - N アンテナ
- 2 - 2 ~ 2 - L 遅延器
- 3 - 1 - 1 ~ 3 - L - N 逆拡散回路
- 4 - 1 ~ 4 - L アンテナ重み付け合成回路
- 5 - 1 ~ 5 - L MMSE制御回路
- 6 加算器（レイク合成回路）
- 7 参照信号生成回路
- 8 減算器
- 9 乗算器
- 10 加算器
- 11 判定器
- 12 スイッチ

【書類名】 図面

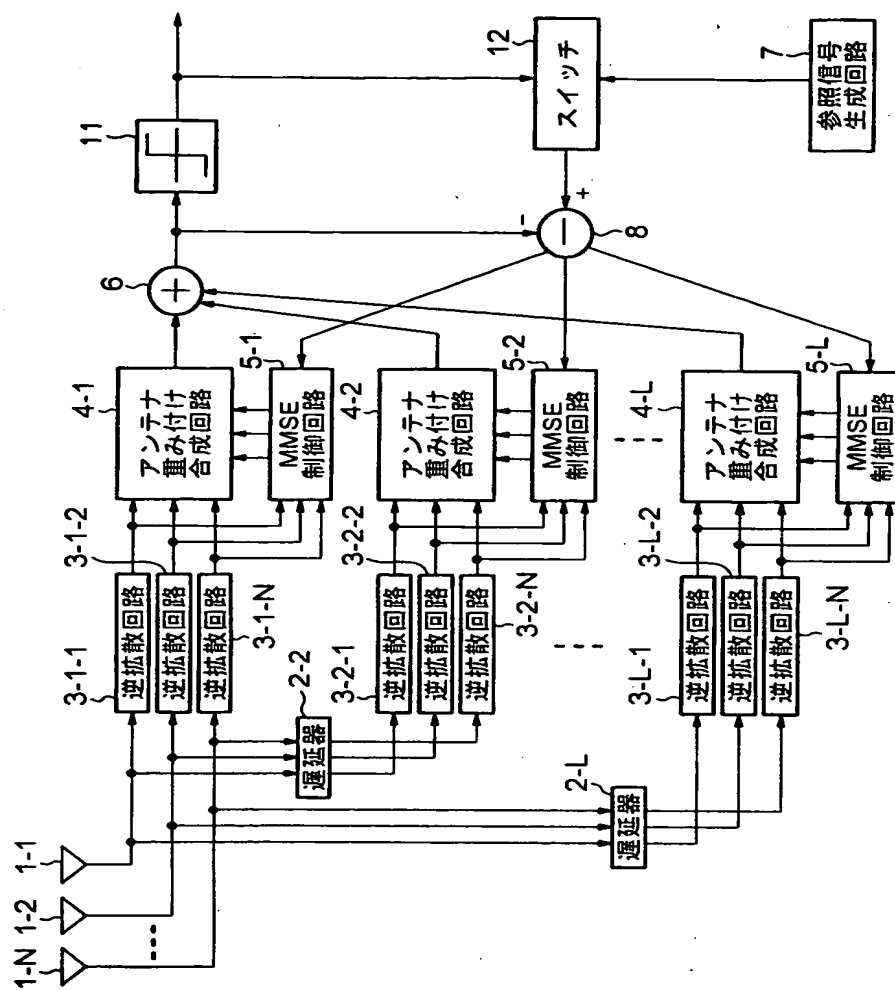
【図1】



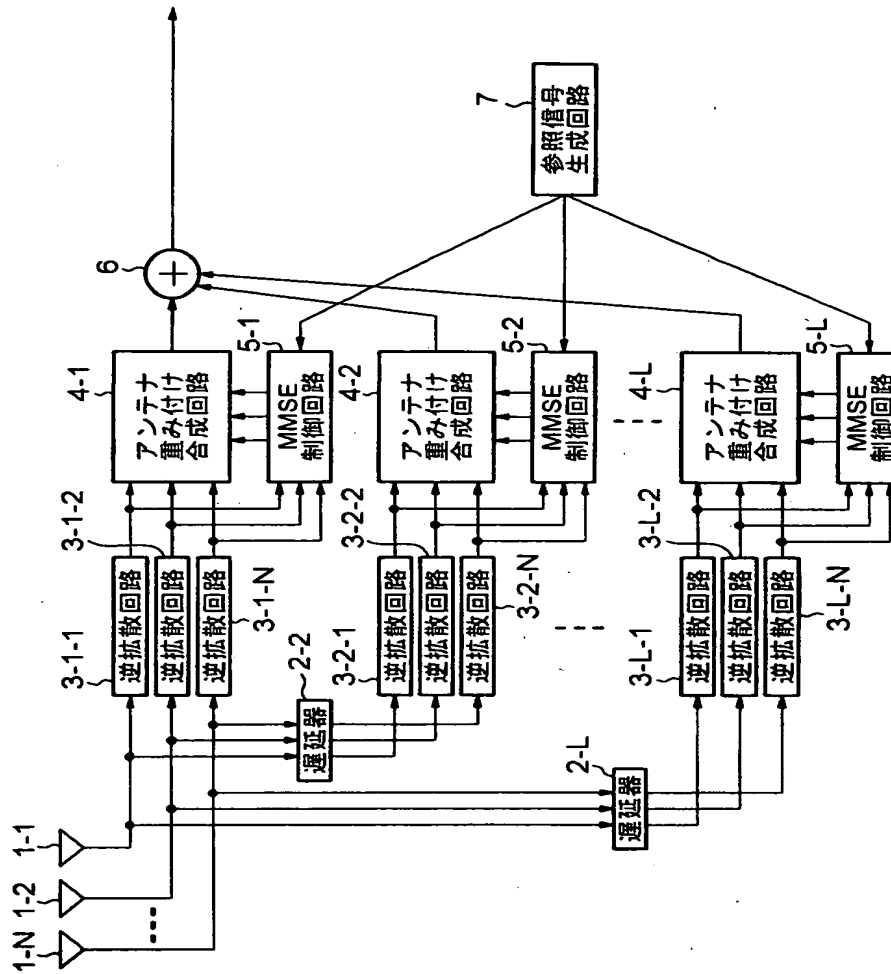
【図 2】



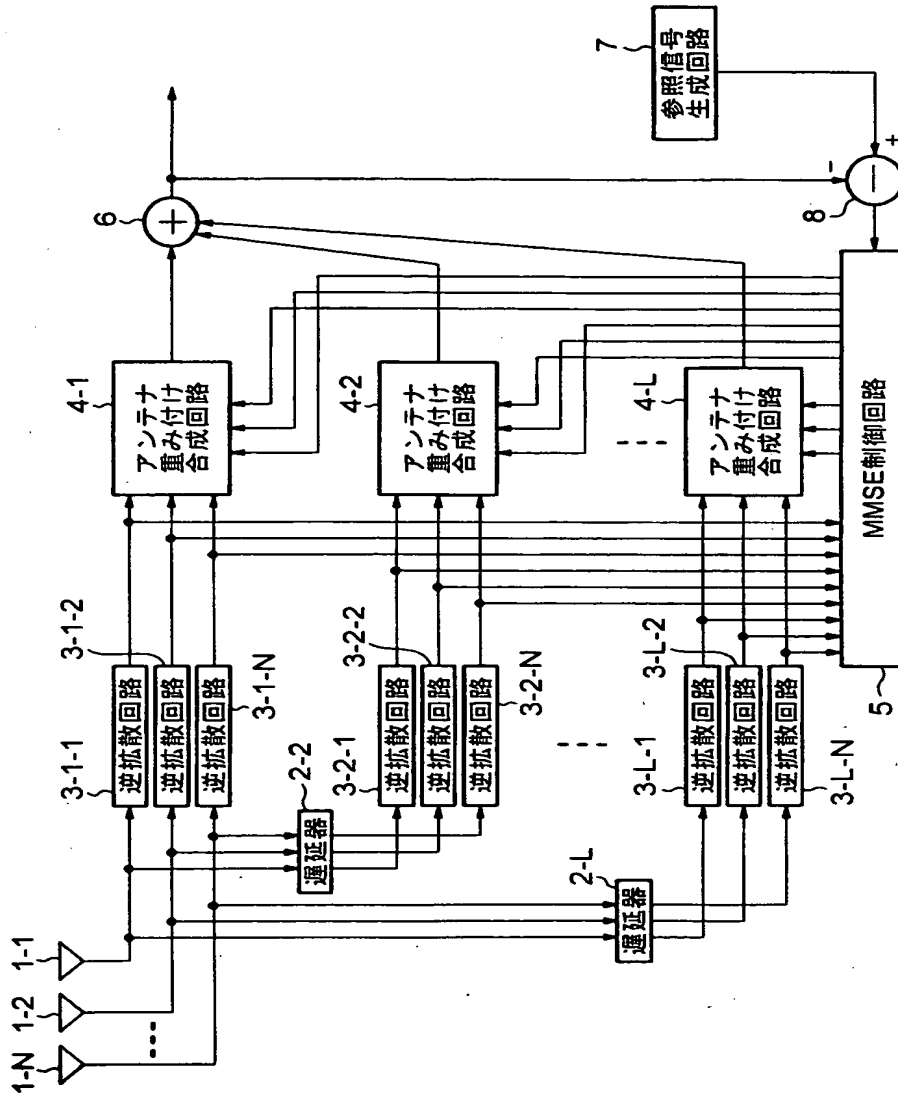
【図3】



【図4】



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 アンテナ重み係数を算出するための適応更新アルゴリズムの演算量の大幅な削減を図って、DSPの処理負荷を軽くしたCDMA適応アレーアンテナ受信装置を得る。

【解決手段】 CDMA通信方式では、各フィンガー間の相関はないので、各フィンガーでそれぞれ独立してN次の相関行列を用いてアンテナ重み係数を計算する適応更新アルゴリズムと、 $(N \times L)$ 次の相関行列を計算する適応更新アルゴリズムとは等価であり、よって、各フィンガーで独立に、レイク合成回路6による合成後の、減算器8による共通誤差信号の2乗平均が最小となるように、適応更新アルゴリズムを用いてアンテナ重み係数を制御する構成とする。これにより、全てのMMSE制御回路5-1～5-Lで使用される適応更新アルゴリズムの演算量を $(NL)^2$ から $N^2 L$ に比例するように大幅に削減可能となって、DSPの処理負荷を軽減できる。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社